

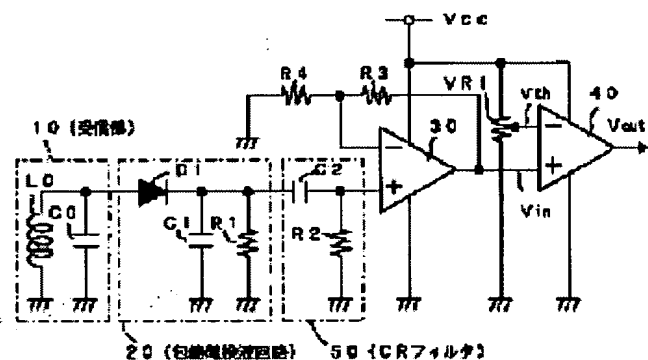
RECEIVER

Patent number: JP2000354074
Publication date: 2000-12-19
Inventor: NAGAI NOBUYOSHI; OTSUKA MITSUGI
Applicant: DENSO CORP
Classification:
 - International: **H04L27/06; H04L27/06;** (IPC1-7): H04L27/06
 - european:
Application number: JP19990166642 19990614
Priority number(s): JP19990166642 19990614

[Report a data error here](#)

Abstract of JP2000354074

PROBLEM TO BE SOLVED: To enable a receiver which restores binary signals by performing envelope detection on received signals and comparing the detected signals with a reference voltage to accurately restore the binary signals, even if the communication distance between the receiver and a transmitter changes. **SOLUTION:** This receiver is a portable receiver which performs envelop detection on signals received from a receiving section 10 by means of an envelope detection circuit 20 and restores binary signals (serial data), by comparing the detected signals with a reference voltage V_{th} by means of a comparator 40, after the detected signals are amplified by means of an amplifier circuit 30 and is provided with a CR filter 50 on the received-signal inputting path from the detection circuit 20 to the amplifier circuit 30. Consequently, an input signals V_{in} to the comparator 40 is made to have the center of its amplitude at a GND by the operation of the CR filter 50, even if the amplitude of a detection signal outputted from the detection circuit 20 varies as the communication distance between an external device and the receiver varies. Thus, the receiver can surely restore the binary signals by comparing the detected signals with the reference voltage V_{th} of several tens of mV which is slightly higher than the GND potential.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-354074

(P2000-354074A)

(43) 公開日 平成12年12月19日 (2000. 12. 19)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 4 L 27/06

識別記号

F I

H 0 4 L 27/06

テーマコード(参考)

Z

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号

特願平11-166642

(22) 出願日

平成11年6月14日 (1999. 6. 14)

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 永井 伸佳

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

(72) 発明者 大塚 貢

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

(74) 代理人 100082500

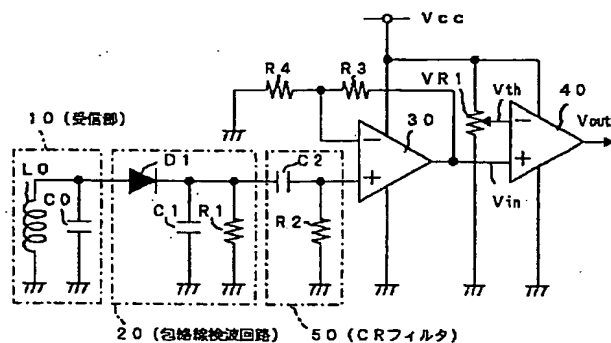
弁理士 足立 勉

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【要約】

【課題】 受信信号を包絡線検波し、検波後の信号と基準電圧とを比較することにより2値信号を復元する装置において、送信装置との間の通信距離が変化しても2値信号を正確に復元できるようにする。

【解決手段】 受信部10からの受信信号を包絡線検波回路20にて包絡線検波し、その検波後の信号を増幅回路30にて増幅した後、コンパレータ40で基準電圧 V_{th} と比較することで、2値信号(シリアルデータ)を復元する携帯用の受信装置において、検波回路20から増幅回路30への受信信号の入力経路上に、CRフィルタ50を設ける。この結果、外部装置との間の通信距離の変化に伴い包絡線検波回路20から出力される検波信号の振幅が変化したとしても、CRフィルタ50の動作によって、コンパレータ40への入力信号 V_{in} が、GND中心で振幅するようになり、コンパレータ40にて、GND電位よりも若干高い数十mVの基準電圧 V_{th} と比較することで、2値信号を正確に復元できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 外部装置からの送信電波を受信する受信手段と、

該受信手段からの受信信号を包絡線検波する検波手段と、

該検波手段による包絡線検波後の受信信号と基準電圧とを大小比較し、該比較結果に応じた2値信号を出力する出力手段と、

を備えた受信装置において、

前記検波手段から前記出力手段への受信信号の入力経路に、該受信信号の振幅中心が当該装置のグラウンド電位となるように該受信信号をシフトさせる信号処理手段を設けたことを特徴とする受信装置。

【請求項2】 前記信号処理手段は、CRハイパスフィルタからなることを特徴とする請求項1記載の受信装置。

【請求項3】 前記CRハイパスフィルタのカットオフ周波数は、包絡線検波された信号の波形がくずれない程度に、該包絡線検波された信号に含まれる直流成分をカットする値に設定されていることを特徴とする請求項2記載の受信装置。

【請求項4】 前記出力手段は、前記受信信号を増幅する増幅回路と、該増幅回路による増幅後の受信信号と前記基準電圧とを大小比較する比較回路と、前記増幅回路から前記比較回路への受信信号の入力経路に設けられ、前記増幅回路から出力される直流信号成分を遮断するカップリングコンデンサと、直流電源電圧を分圧することにより第1直流電圧及び該第1直流電圧よりも高い第2直流電圧を生成し、第1直流電圧を前記比較回路の前記受信信号の入力端子に印加し、前記第2直流電圧を前記基準電圧として前記比較回路に入力する分圧回路と、を備えたことを特徴とする請求項1～請求項3いずれか記載の受信装置。

【請求項5】 前記受信装置は、携帯型の電子装置に組み込み使用される携帯用であることを特徴とする請求項1～請求項4いずれか記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】 本発明は、2値信号にて振幅変調された電波を受信し、その受信信号から2値信号を復元する受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来より、シリアルデジタルデータである2値信号にて振幅変調（詳しくは振幅変位変調；ASK）された被変調波から2値信号を復調する復調方式として、包絡線検波方式や同期検波方式が知られている。

【0003】 この内、被変調波同期検波方式は、被変調波と同じ位相を持つ搬送波を再生し、これと被変調波と

を乗算することによって、2値信号を復元するものであることから、2値信号を精度よく復元することができるが、搬送波を再生するための回路や乗算用の回路等が必要で、装置構成が複雑になる。

【0004】 これに対して、包絡線検波方式は、被変調波を包絡線検波して、検波後の信号の振幅変化から2値信号を復元するものであるため、装置構成が簡単になる。このため、2値信号にて振幅変調された被変調波を受信・復調する受信装置を、小型化・省電力化が要求される携帯型の電子装置に組み込む場合には、受信装置の復調方式を包絡線検波方式とするといよい。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、包絡線検波方式を採用した従来の受信装置は、通常、図5に例示するように、被変調波を、アンテナコイルL₀とコンデンサC₀との共振回路からなる受信部10にて受信し、その受信信号を、包絡線検波回路20にて包絡線検波した後、更に増幅回路30にて増幅し、その検波・増幅後の受信信号と基準電圧とを比較回路（コンパレータ）40にて大小比較することにより、2値信号を生成するように構成される。そして、通常、受信部10にて受信される電波の受信感度を上げるために、受信部10のQ（共振のするどさ）が大きな値となるように、アンテナコイルL₀とコンデンサC₀が選択される。

【0006】 しかしながら、受信部10のQを大きな値に設定すると、受信部10から包絡線検波回路20に出力される信号波形がなまってしまうという問題がある。そして、このようななまった信号波形を用いて2値信号を生成すると、送信装置との間の距離（通信距離）が変化した際に、2値信号を正確に復元できなくなることがあった。

【0007】 即ち、図6に示すように、通信距離が短い近距離通信の場合には、受信部10から出力される受信信号の信号レベル（換言すれば被変調波の振幅）が大きくなるため、検波・増幅後のコンパレータ40への入力信号V_{in}の信号レベルも大きくなる。これに対して、通信距離が長い遠距離通信の場合には、受信部10から出力される受信信号の信号レベル（換言すれば被変調波の振幅）も小さくなるため、検波・増幅後のコンパレータ40への入力信号V_{in}の信号レベルは小さくなる。このため、従来では、入力信号V_{in}の振幅が小さくなる遠距離通信時でも入力信号V_{in}の振幅変化から2値信号を生成できるように（換言すれば被変調波の受信感度を高めるために）、コンパレータ40側で入力信号V_{in}との比較に用いられる基準電圧V_{ref}に、グラウンド（GND）電位近傍の低電圧を設定している。

【0008】 一方、包絡線検波回路20は、図5に示すように、受信信号を半波整流する検波用のショットキーダイオード（以下、単にダイオードという）D1と、このダイオードD1にて検波（半波整流）された受信信号

により電荷が充・放電されるコンデンサC1と、コンデンサC1に並列接続された抵抗R1とから構成され、ダイオードD1にて半波整流した受信信号にてコンデンサC1を充・放電することにより、被変調波の包絡線に対応した信号を出力するように構成される。前述したように、受信部10のQを大きな値に設定していると、受信部10から包絡線検波回路20に出力される信号波形がなまるので、コンパレータ40への入力信号 V_{in} は、図6に示すように、受信部10から出力される受信信号（被変調波）の振幅変化に対応して緩やかに変化する。

【0009】よって、コンパレータ40からの出力（2値信号） V_{out} は、基準電圧 V_{th} が入力信号 V_{in} の振幅中心と略同レベルとなる遠距離通信時には、受信部10が受信した被変調波のパルス幅P0と略同じパルス幅P2となるが、基準電圧 V_{th} が入力信号 V_{in} の振幅中心よりも低くなる近距離通信時には、受信した被変調波のパルス幅P0よりも大きいパルス幅P1となり、送信装置側で被変調波の生成に用いた2値信号を正確に復元できず、所望のデジタルデータが得られなくなることがある。

【0010】このため、包絡線検波方式の受信装置を、携帯型の電子装置に組み込んだ際には、その電子装置を携帯した人の位置によっては、基地局側の送信装置と電子装置側の受信装置との間で正常なデータ通信ができなくなる、といった問題が発生する。

【0011】尚、図5に示す増幅回路30は、オペアンプからなる差動増幅回路であり、反転入力端子（-）と出力端子との間に設けられた抵抗R3、及び、反転入力端子（-）とグランドとの間に設けられた抵抗R4の抵抗値で決まる所定の増幅率（ $R3/R4$ ）にて、包絡線検波回路20から出力される検波信号を増幅する。また、コンパレータ40は、入力信号 V_{in} と基準電圧 V_{th} とを大小比較し、入力信号 V_{in} が基準電圧 V_{th} よりも高いときに、電源電圧 V_{cc} で決まるHighレベルの信号を出力するものであるが、図5においては、可変抵抗器VR1を用いて電源電圧 V_{cc} を分圧することにより、基準電圧 V_{th} を設定するようにされている。

【0012】本発明は、上記問題に鑑みなされたものであり、外部からの送信電波を受信して包絡線検波すると共に、その包絡線検波後の受信信号と基準電圧とを比較することにより2値信号（デジタルデータ）を復元する受信装置において、送信装置との間の通信距離が変化しても2値信号を常に正確に復元できるようにすることを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】かかる目的を達成するためになされた請求項1に記載の受信装置においては、受信手段が、外部装置からの送信電波を受信し、検波手段が、その受信信号を包絡線検波し、出力手段が、包絡線検波後の受信信号と基準電圧とを大小比較することによ

り2値信号を復元する。そして、本発明では、検波手段から出力手段への受信信号の入力経路に設けられた信号処理手段が、受信信号の振幅中心が当該装置のグランド電位となるように受信信号をシフトさせる。

【0014】このため、本発明によれば、当該装置と外部装置との間の通信距離の変化に応じて包絡線検波後の受信信号（検波信号）の振幅が変化したとしても、出力手段には、その振幅中心付近がグランド電位となる受信信号が入力されることになる。よって、出力手段において、その受信信号と、グランド電位よりも若干高い基準電圧とを大小比較することで、2値信号を常に正確に復元することができるようになる。

【0015】ここで、信号処理手段としては、例えば、包絡線検波後の受信信号（検波信号）の振幅を検出し、その検出した振幅から、振幅中心をグランド電位とするためのシフト量を求め、そのシフト量にて検波信号をシフトさせる、という一連の動作を行うために、振幅検出回路、シフト量設定回路及びレベルシフト回路等にて構成してもよいが、このような回路構成では、装置構成が複雑になってしまう。

【0016】そこで、実際に本発明の受信装置を構成する場合には、請求項2に記載のように、信号処理手段を、CRハイパスフィルタにて構成するとよい。つまり、信号処理手段として、CRハイパスフィルタを用いれば、包絡線検波後の信号に含まれる直流成分をカットして、出力手段に、包絡線検波後の信号の振幅中心付近がグランド電位となる受信信号を入力することができる。

【0017】よって、信号処理手段を、CRハイパスフィルタにて構成すれば、請求項1記載の装置と同様の効果を得ることができるだけでなく、信号処理手段を、コンデンサCと抵抗Rとで簡単に実現でき、装置構成が複雑になるのを防止することができる。

【0018】尚、信号処理手段としてCRハイパスフィルタを用いる場合、CRハイパスフィルタのカットオフ周波数が高すぎると、包絡線検波後の信号波形がくずれることから、そのカットオフ周波数は、請求項3に記載のように、包絡線検波された信号の波形がくずれない程度に、その包絡線検波された信号に含まれる直流成分をカットする値に設定することが望ましい。

【0019】一方、出力手段は、図5に示した従来装置と同様、増幅回路と比較回路とから構成し、基準電圧については、可変抵抗器を用いて電源電圧を抵抗分圧することにより設定するようにしてもよい。しかし、このように、出力手段を、従来装置と同様に構成した場合、可変抵抗器を用いた基準電圧の調整作業が面倒であるという問題がある。

【0020】つまり、基準電圧は、包絡線検波・信号処理後の受信信号から2値信号を復元するためのものであるが、従来のように、受信信号を増幅回路にて増幅する

ようにした場合には、比較回路に入力される検波信号が、増幅回路のオフセット等の影響を受けて、その信号レベルが増幅回路毎に異なる値となってしまう。このため、従来では、2値信号を正確に復元するために、基準電圧を可変抵抗器を用いて設定することにより、基準電圧を可変抵抗器を用いて微調整できるようにしているのであるが、本発明においても、出力手段を従来装置と同様に構成すると、可変抵抗器を用いて基準電圧を設定しなければならず、その調整作業が面倒になる。

【0021】そこで、こうした調整作業を不要とするためには、出力手段を、請求項4記載のように構成するとよい。即ち、請求項4記載の受信装置では、出力手段が、増幅回路にて受信信号を増幅し、その増幅後の受信信号と基準電圧とを比較回路にて大小比較することにより、2値信号を復元するよう構成されるが、増幅回路から比較回路への受信信号の入力経路には、直流信号成分を遮断するカップリングコンデンサが設けられ、増幅回路と比較回路とがAC結合される。そして、分圧回路にて、直流電源電圧を分圧することにより、第1直流電圧及びこの第1直流電圧よりも高い第2直流電圧を生成し、比較回路側の受信信号の入力端子に第1直流電圧を印加し、第2直流電圧を基準電圧として比較回路に入力するようにされている。

【0022】このため、比較回路の受信信号の入力端子には、第1直流電圧に、CRハイパスフィルタ等からなる信号処理手段を通過した受信信号を重畳した信号が入力され、比較回路は、この信号と、第1直流電圧よりも所定電圧だけ高い第2直流電圧とを大小比較することになる。つまり、比較回路では、常に、受信信号が、第1直流電圧と第2直流電圧との電圧差で決まる一定レベルよりも高いか否かが判定されることになる。

【0023】従って、請求項4記載の受信装置によれば、比較回路において、増幅回路のオフセット等の影響を受けることなく、2値信号を正確に復元できるようになる。よって、従来のように、基準電圧を増幅回路の特性に応じて調整する必要はなく、受信装置の製造工程を簡単にすることができる。

【0024】また本発明（請求項1～請求項4）の受信装置によれば、搬送波を2値信号にて振幅変調することにより生成した送信電波を送信してくる外部装置との間の通信距離が変化しても、その距離の変化に影響されることなく、2値信号を正確に復元することができるので、請求項5に記載のように、携帯型の電子装置に組み込んで使用される携帯用の受信装置として構成すれば、その効果をより有効に発揮することが可能になる。

【0025】つまり、携帯型の電子装置は、使用者が携帯するものであることから、通信相手となる外部装置との間の距離が変化し、受信装置側での受信信号レベルも変化するが、本発明の受信装置によれば、こうした距離変化の影響を受けることなく2値信号を正確に復元する

ことができるので、携帯用の受信装置として構成すれば、その効果を有効に発揮することができるようになるのである。

【0026】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施例を図面と共に説明する。図1は本発明が適用された実施例の自動車用キーレスエントリシステムの全体構成を表すブロック図である。

【0027】本実施例のキーレスエントリシステムは、自動車2に対して、キーユニット4を携帯した運転者が近づいてきたときに、自動でドアの解錠（アンロック）を行い、逆に、キーユニット4を携帯した運転者が自動車2から離れた際に、自動でドアの施錠（ロック）を行うためのものである。

【0028】そして、ドアロック及びアンロックを自動で行うために、自動車2側には、所定周波数（本実施例では、134kHz）の搬送波を所定の呼出用コード（2値信号）で振幅変調（ASK変調）した呼出信号を送信する送信装置2aが設けられ、キーユニット4側には、送信装置2aからの呼出信号を受信して呼出用コードを復元する受信装置4aと、受信装置4aにて復元された呼出用コードが当該キーユニット4に対応した特定の自動車2からのものであるか否かを判定して、呼出用コードが特定の自動車2からのものであれば、所定の応答用コードを発生するコード発生装置4bと、コード発生装置4bが発生した応答用コードにて搬送波を変調した応答信号を送信する送信装置4cとが設けられている。

【0029】また、自動車2側には、この送信装置4cからの応答信号に従いドアの施錠・解錠を制御するために、更に、送信装置4cからの応答信号を受信して応答用コードを復元する受信装置2bと、受信装置2bにて復元された応答用コードが対応するキーユニット4からのものであるとき、応答信号の信号レベルの変化等に基づき、キーユニット4を携帯した運転者が自動車2に接近したこと、或いは、運転者が自動車2から離れたことを検出し、その検出結果に従い図示しないドアロック用のアクチュエータを駆動して、ドアの施錠・解錠を制御するドアロック制御装置2cとが設けられている。

【0030】このように構成された本実施例のキーレスエントリシステムによれば、キーユニット4を携帯した運転者等の乗員が自動車に近づくだけでドアが自動的に解錠され、逆に、キーユニット4を携帯した運転者等の乗員が自動車から遠ざかるだけでドアが自動的に施錠されることから、キーユニットに設けられたスイッチを操作することによりドアの施錠・解錠を行うことができる従来のキーレスエントリシステムに比べて、使い勝手を向上することができる。

【0031】ところで、キーユニット4は、運転者等の乗員が携帯するものであるため、小型・軽量化が要求さ

れ、特に、キーユニット4には、従来のキーレスエントリシステムでは存在しない受信装置4aを組み込む必要があるため、受信装置4aの小型化が要求される。

【0032】そこで、受信装置4aには、従来技術の項にて説明した包絡線検波方式のものが採用され、しかも、自動車2との間の通信距離が変化しても、自動車2側からの呼出用コードを正確に復元できるように、図5に示した従来の受信装置を改良したものが使用されている。

【0033】即ち、図2に示すように、本実施例の受信装置4aは、図5に示した従来の受信装置と同様に構成された、受信手段としての受信部10、検波手段としての包絡線検波回路20、出力手段としての増幅回路30及び比較回路（コンパレータ）40、を備えるだけでなく、包絡線検波回路20から増幅回路30に至る受信信号の信号経路上に、信号処理手段としてのCRハイパスフィルタ（以下単にCRフィルタという）50を備える。尚、受信部10、包絡線検波回路20、増幅回路30及びコンパレータ40は、図5に示したものと全く同じであるので、その構成については説明を省略する。

【0034】このように構成された本実施例の受信装置4aにおいては、図3に示すように、自動車2とキーユニット4との間の通信距離が変化し、受信部10からの受信信号の振幅、延いては、包絡線検波回路20から出力される受信信号（検波信号）の振幅、がその通信距離に応じて変化したとしても、コンパレータ40には、CRフィルタ50の動作によって、振幅中心が略グランド電位となる受信信号（検波信号） V_{in} を入力することができる。

【0035】つまり、CRフィルタ50は、包絡線検波回路20から増幅回路30に至る受信信号の信号経路上に直列に設けられたコンデンサC2と、このコンデンサC2の増幅回路30側とグランドとの間に設けられた抵抗R2とからなるハイパスフィルタであり、包絡線検波回路20と増幅回路30とをAC結合する。このため、増幅回路30、延いてはコンパレータ40には、包絡線検波回路20にて包絡線検波された信号に含まれる直流成分をカットして、振幅中心がグランド（GND）電位となる検波信号を入力することができる。

【0036】また、CRフィルタ50のカットオフ周波数は、包絡線検波された信号の波形がくずれない程度に、その包絡線検波された信号に含まれる直流成分をカットし得る値に設定されており、本実施例では、コンデンサC2の容量を $0.033\mu\text{F}$ 、抵抗R2の抵抗値を $470\text{k}\Omega$ とすることにより、CRフィルタ50のカットオフ周波数を、約 10Hz に設定している。この結果、増幅回路30、延いてはコンパレータ40には、包絡線検波回路20にて包絡線検波された受信信号（検波信号）が、波形のくずれを生じることなく、同一波形で入力されることになる。

【0037】従って、コンパレータ40側では、図3に示すように、入力信号 V_{in} と、グランド（GND）電位よりも若干高い値に設定した基準電圧 V_{th} （数十mV）とを大小比較することで、近距離通信時であっても、遠距離通信時であっても、受信部10が受信した被変調波のパルス幅P0と略同じパルス幅P1、P2の2値信号 V_{out} を復元することができ、自動車2からの呼出用コードを正確に識別することが可能になる。

【0038】尚、本実施例の受信装置4aにおいて、包絡線検波回路20を構成するコンデンサC1の容量、及び、抵抗R1の抵抗値は、夫々、 100pF 、 $1\text{M}\Omega$ であり、増幅回路30の増幅率を決定する抵抗R3、R4の抵抗値は、夫々、 $680\text{k}\Omega$ 、 $10\text{k}\Omega$ であり、電源電圧 V_{cc} は直流3Vである。

【0039】以上、本発明の一実施例について説明したが、本発明は、上記実施例に限定されるものではなく、種々の態様を採ることができる。例えば、図2に示した受信装置4aは、図5に示した従来の受信装置にCRフィルタ50を追加したものであり、他の構成は図5に示したものと全く同様であるが、この場合、増幅回路30のオフセットの影響を受けることなく、正確に2値信号を復元できるようにするために、基準電圧 V_{th} を設定する可変抵抗器VR1の抵抗分圧値を調整する必要がある。

【0040】そこで、こうした調整作業を不要にするには、請求項4記載の発明を適用することにより、受信装置を、図4に示す如く構成するとよい。即ち、図4に示す受信装置は、基本的には、図2に示した上記実施例の受信装置と同じであり、上記実施例のものと異なる点は、次の①～③の通りである。

【0041】① 増幅回路30からコンパレータ40の非反転入力端子（+）に至る受信信号の経路上に、直流信号成分遮断用のカップリングコンデンサCaを設けた点。

② 電源電圧 V_{cc} を、可変抵抗器VR1ではなく、3つの抵抗Rb、Rc、Rdからなる抵抗直列回路にて分圧し、この抵抗直列回路の2つの分圧点の内、電圧値が高くなる分圧点（抵抗Rbと抵抗Rcとの接続点）の直流電圧（第2直流電圧）を、基準電圧 V_{th} として、コンパレータ40の反転入力端子（-）に印加する点。

【0042】③ 抵抗直列回路の2つの分圧点の内、電圧値が低くなる他方の分圧点（抵抗Rcと抵抗Rdとの接続点）の直流電圧（第1直流電圧）を、抵抗Raを介して、コンパレータ40の受信信号入力端子である非反転入力端子（+）に印加し、更に、その抵抗Raが接続される分圧点とグランドとの間に、電圧変動防止のためのコンデンサCbを設けた点。

【0043】そして、受信装置を図4に示すように構成した場合には、基準電圧 V_{th} は、コンパレータ40の受信信号入力端子の直流電圧レベルよりも常に一定電圧V

thoだけ高い電圧となり、コンパレータ40では、カップリングコンデンサCaを介して入力された受信信号の信号レベルが、その電圧Vthoよりも高いか否かを判断することができる。よって、図4に示す受信装置によれば、増幅回路30のオフセットやそのオフセットの温度変化等に影響されることなく、常に正確に2値信号を復元することが可能となる。

【0044】一方、上記実施例では、本発明を適用した受信装置の一例として、キーレスエントリシステムのキーユニット4に組み込んで使用される受信装置について説明したが、本発明の受信装置は、キーユニット4に限らず、どのような電子装置にも組み込んで使用することができる。そして、前述したように、特に、キーユニット4のような携帯型電子装置に組み込むようにすれば、その効果を有効に発揮することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 実施例のキーレスエントリシステムの構成を

表すブロック図である。

【図2】 実施例の受信装置4aの構成を表す電気回路図である。

【図3】 実施例の受信装置4aの動作を説明する説明図である。

【図4】 実施例の受信装置4aの他の構成例を表す電気回路図である。

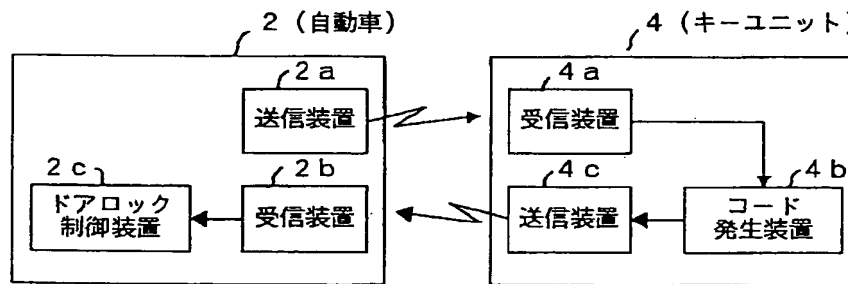
【図5】 従来の受信装置の構成を表す電気回路図である。

【図6】 従来の受信装置の動作を説明する説明図である。

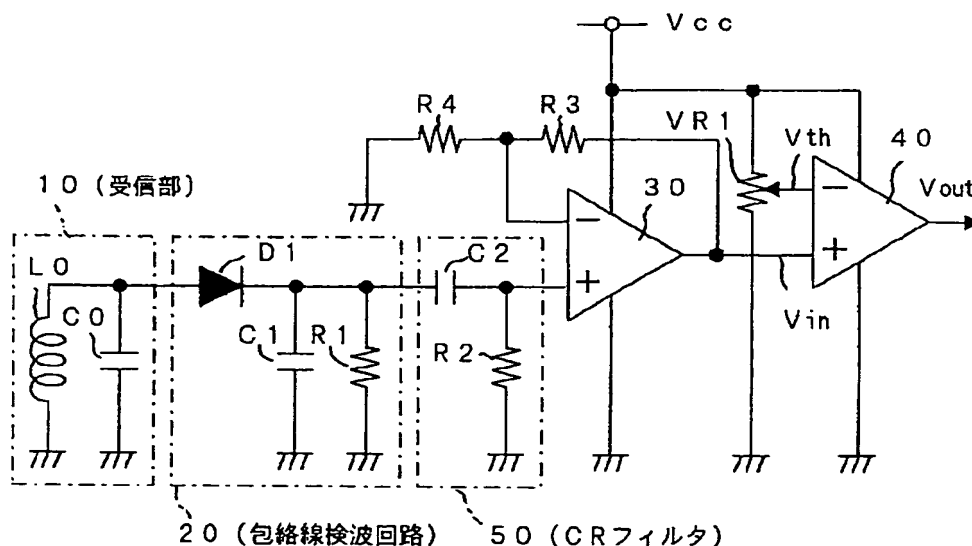
【符号の説明】

4…キーユニット、4a…受信装置、10…受信部、20…包絡線検波回路、30…増幅回路、40…コンパレータ、50…CRフィルタ、VR1…可変抵抗器、Ca…カップリングコンデンサ、Ra、Rb、Rc、Rd…抵抗。

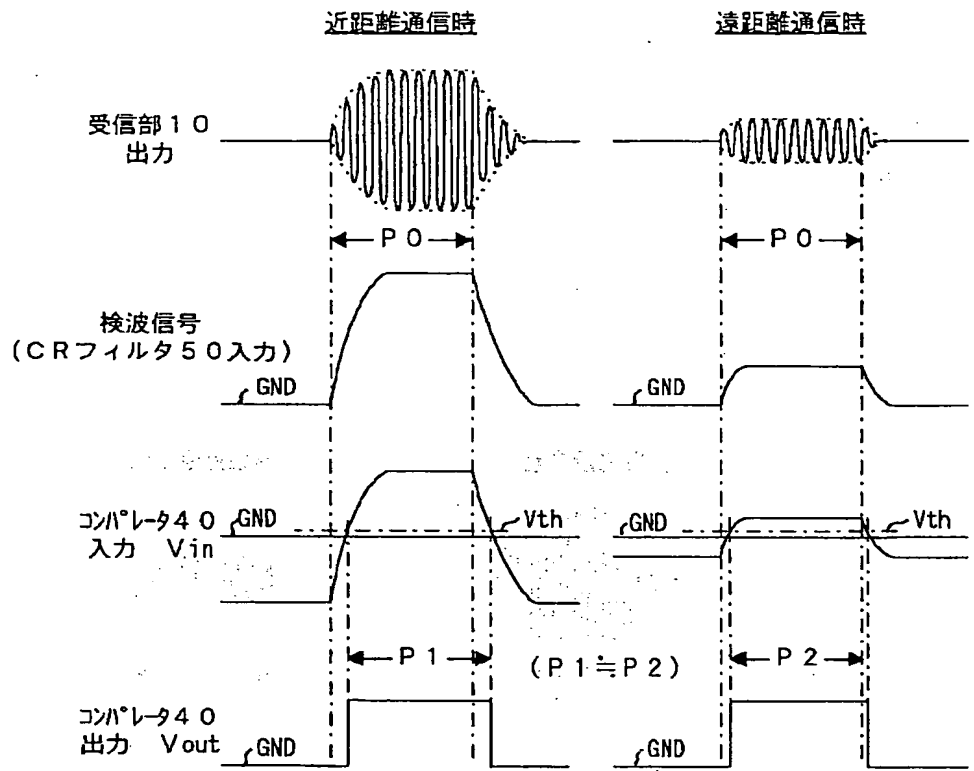
【図1】



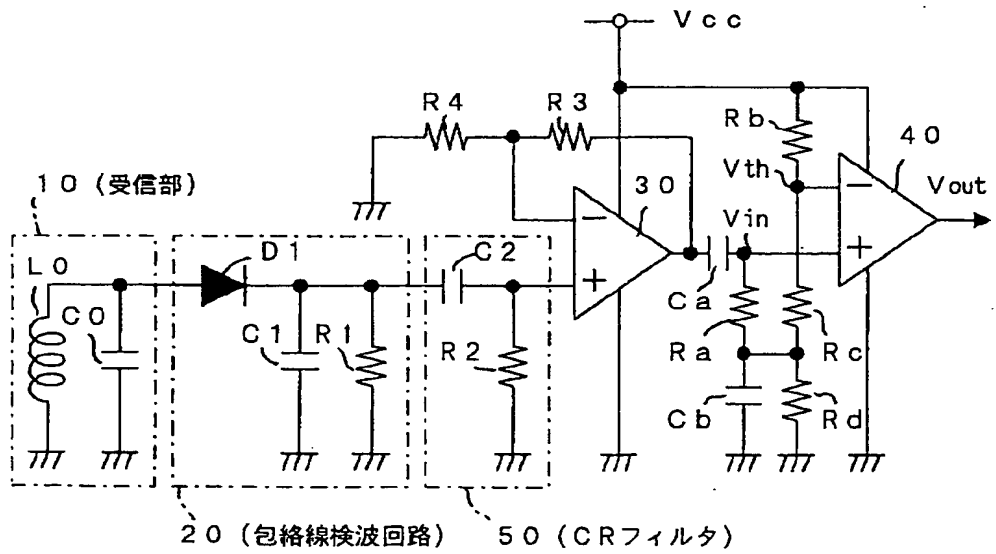
【図2】



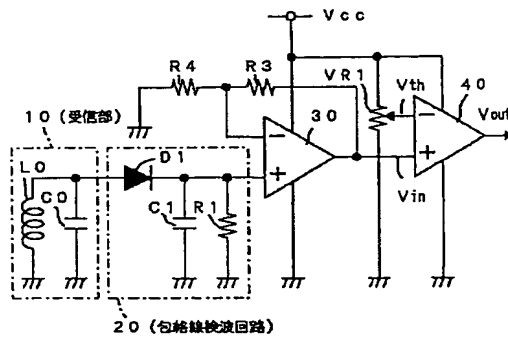
【図3】



【図4】



【図5】



【図6】

